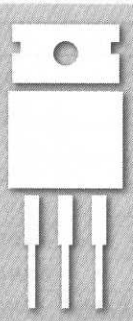
SEMICONDUCTOR



初段管の劣化，破損に対しても強いDC負帰還方式

ハイブリッドプリアンプの製作 (2)

柴田由喜雄 SHIBATA Yukio

前月号のプリアンプは，直流増幅可能なパワーアンプでも使用できるように，オフセット出力電圧を出力コンデンサーで直流カットする方式とした．本号では，出力コンデンサーを使用しないDC負帰還方式について解説する．極端な場合，初段管6021Wのヒーターが切れても多少のオフセット電圧は生じるものの問題のない回路である．2つのプリアンプの試聴比較では，音質の差はきわめて小さく，また出力コンデンサーの影響やDC負帰還による低域の不自然さは認められなかった．

はじめに

1段増幅アンプは，そのシンプルな増幅メリットによって，超高域発振に対する余裕のある補正，あるいはアンプの高速化が容易に図れる．前回（2014年12月号・その1）では優れた回路方式である1段増幅アンプの初段をサブミニチュア管**6021W**に置き換え，その際発生する出力オフセット電圧の問題を提示した．そして，前その不可避な出力オフセット電圧に対処するための手段として，

(1) 出力コンデンサーを付ける
(2) DC負帰還を用いる

の2つの手段を示し，まず出力コンデンサーを付けたプリアンプを製作した．

出力コンデンサー付きではあるものの，増幅部の本体はいわゆる直流アンプ構成であるので，素直な特性を持った安定性のあるプリアンプに仕上がった．

今回は，ほかの手段であるDC負帰還を用いたプリアンプを製作する．ただし，今回のアンプ（以下，本機と呼ぶ）はまったく新たに製作するのではなく，前回の増幅部分を置き換える形であるので，前回との相違する部分を中心に述べる．

DC負帰還方式とDC負帰還量

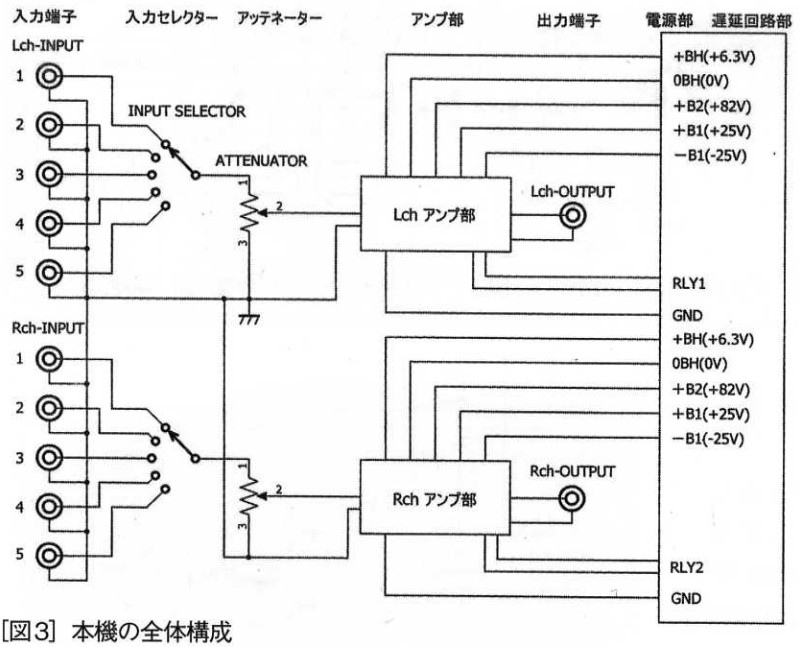
市販アンプではDC負帰還は「DCサーボ」と呼ばれるように，オペアンプを使用するケースが多い．初段にFETやトランジスターを用いたアンプでは，オペアンプの使用は理にかなっている．オペアンプ自体のオフセット電圧が小さいからである．

初段をサブミニチュア管に置き換えた1段増幅アンプへの応用を試みれば，たとえば，**図1(a)**のような回路が考えられる．出力からCRによるフィルターとオペアンプを通してフィードバック抵抗R_1，R_2と並列にDC成分を負帰還させる方法である．

オフセット電圧の小さいオペアンプを用いれば，オペアンプの入力オフセット電圧レベルまでプリアンプ出力オフセット電圧を小さくできる利点がある．しかし，この方法は，初段に真空管を用いたアンプ回路には向かない．

それは，FETやトランジスターの寿命はほぼ半永久的なものと思ってよいが，真空管の場合は寿命があると思わねばならないからである．万が一，初段真空管Q_{101}（**6021W**）が不調となった場合，DC負帰還は初段真空管を頼りにしているため，アンプ機能とともにDC負帰還機能も破たんし，出力にかなり大きな出力オフセット電圧を発生させてしまう危険性を秘めている．これは，DC負帰還ループに初段真空管を含んでいることによる．本機では，別の方法を選択する必要がある．

本機で用いたDC負帰還回路を**図1(b)**に示す．いったん，出



[図3] 本機の全体構成

$g_{m1}\cdot r_o\ (\beta_1+\beta_2)$ と見なせるので,

$$V_o = V_i/(\beta_1+\beta_2)$$

となる.

たとえば, DC 負帰還がない場合は $g_{m2}=0$, すなわち $\beta_2=0$ であるので, $V_o=V_i/\beta_1$ であり, 一般的なフィードバック回路のゲインを表す式となる.

逆に, 多量の DC 負帰還をかけた場合は, $\beta_1 \ll \beta_2$ として, $V_o = V_i\ (g_{m1}/g_{m2})$ となり, g_{m2} を大きくすれば V_o は g_{m2} に反比例して小さくなる.

ここで, オフセット電圧は, 真空管のグリッド電圧差 $|V_{g1}-V_{g2}|$ が発生したことに起因するものであるので, オフセット電圧は実質的に入力 V_i にグリッド電圧差 $|V_{g1}-V_{g2}|$ を印加したことに等価である. いま, プリアンプの出力オフセット電圧を DC 負帰還がない場合の $1/A$ に低減したい場合には, $V_o = V_i/\beta_1$ を $1/A$ にすることに相当すると考えることができるので, DC 負帰還回路のゲイン g_{m2} は,

$$\frac{V_i/\beta_1}{A} = \frac{V_i}{\beta_1+\beta_2}$$

$$\therefore \beta_2 = g_{m2}/g_{m1} = (A-1)\beta_1$$

$$\therefore g_{m2} = (A-1)\beta_1\cdot g_{m1}$$

とすればよいことがわかる.

本機の値, $A=200$, $\beta_1=0.14$, $g_{m1}=2$mS を代入すると, $g_{m2}=55$mS が得られる. 概算されたこの g_{m2} は, 非常に大きい値である. DC 負帰還回路を差動 FET 1段とした場合, g_m の大きい FET を用いても g_{m2} はかなり不足する.

このことから, 本機では DC 負帰還回路として FET 差動+トランジスター差動からなる差動2段増幅回路を採用することにした(後述, **図4** 参照). 差動2段増幅回路とすれば, 低 g_m の1チップデュアル FET が使用可能となる.

ややシンプルさから外れるが, DC 負帰還回路は**図1(a)** と**図1(b)** を併せた**図1(c)** のような回路も考えられる.

本機の回路構成

本機の全体構成を**図3** に示す. 全体構成は, 前回(その1)と同じである.

増幅部/DC 負帰還部回路を**図4** に示す. 回路図において, 記号Qは能動素子番号を, 記号Rは抵抗番号を, 記号Cはコンデンサー番号を, そして, 記号Dはダイオード番号を表している. 入力から出力に向かってその動作を説明する.

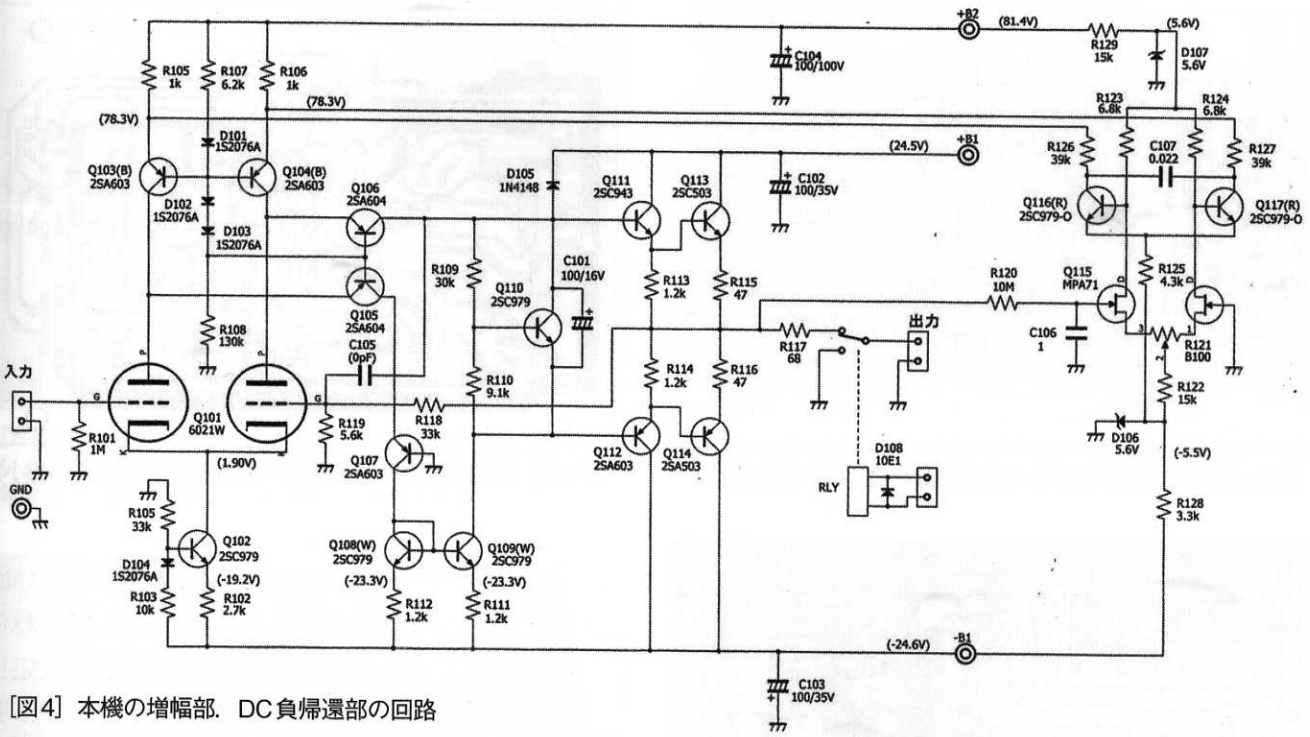
増幅部では, 入力信号はサブミニチュア管 Q_{101} (**6021W**) の入力側3極管のグリッドに入る. 他方の3極管のグリッドには R_{118} (33kΩ), R_{119} (5.6kΩ) によって, 出力からのフィードバックがかかる. アンプのゲインは, 前記のように $1/\beta_1 = (R_{118}+R_{119})/R_{119}$ である.

サブミニチュア管の入力側3極管のプレート電流は定電流負荷用トランジスター Q_{103} (**2SA603**) で受け, 他方のフィードバック側3極管のプレート電流は Q_{104} (**2SA603**) で受ける. Q_{103} と Q_{104} は熱結合されている. 定電流負荷用トランジスター Q_{103}, Q_{104} の電流とサブミニチュア管の電流の差分が Q_{105} (**2SA604**), Q_{106} (**2SA604**) のエミッターに注入される.

Q_{106} のコレクターは直接 Q_{111} (**2SC943**) のベースに接続され, また, Q_{105} のコレクターはいったん Q_{107} (**2SA603**) を通した後, Q_{108} (**2SC979**), Q_{109} (**2SC979**) からなるカレントミラー回路に接続され, Q_{112} (**2SA603**) のベースに接続されて終段を駆動する.

Q_{108} と Q_{109} は熱結合されている. Q_{105} ～ Q_{109} は, いわゆる I/V 変換回路である. 終段は, 2段のダーリントン接続で構成されている. Q_{111} と Q_{112}, および Q_{113}(**2SC503**) と Q_{114}(**2SA503**) はコンプリメンタリーである.

アンプの裸ゲインは初段真空管の g_{m1} と出力抵抗 r_o の積 $g_{m1}\cdot$



[図4] 本機の増幅部．DC負帰還部の回路

r_o で表される．r_o は終段ダーリントン接続入力部のインピーダンスであり，Q_{106} と Q_{109} のコレクター出力抵抗，終段ダーリントントランジスターの入力抵抗，および各トランジスター帰還容量 C_{ob} などのインピーダンスから構成される．

DC負帰還部では，増幅部の出力に接続された R_{120}（10MΩ）と C_{106}（1μF）でDC成分を抽出し，1チップデュアルFETの Q_{115}（**μPA71**）と差動トランジスター Q_{116}（**2SC979**），Q_{117}（**2SC979**）によって電流に変換される．

その電流は Q_{116}，Q_{117} のコレクターから電圧調整抵抗 R_{126}（39kΩ），R_{127}（39kΩ）を通して初段の定電流負荷トランジスター Q_{103}，Q_{104} のエミッターに注入される．

Q_{115} のゲートから Q_{116} と Q_{117} のコレクター電流までのゲインが前記 g_{m2} となる．Q_{115} の g_m を1mS程度，Q_{116}，Q_{117} の h_{fe} を100程度とすれば，理想的には g_{m2} として最大100mS程度が得られることになるが，R_{123}（6.8kΩ），R_{124}（6.8kΩ）があるので，実際には g_{m2} は数10mSに落ちる．逆に，R_{123}，R_{124} の値を変えて g_{m2} の値を調節することができる．

トランジスターによる差動アンプ Q_{116}，Q_{117} はエミッターに電流帰還抵抗を入れない限り本来安定動作点はないが，本機では Q_{116}，Q_{117} を熱結合してDC負帰還が正常に機能するという前提でエミッターの電流帰還抵抗を省略した．

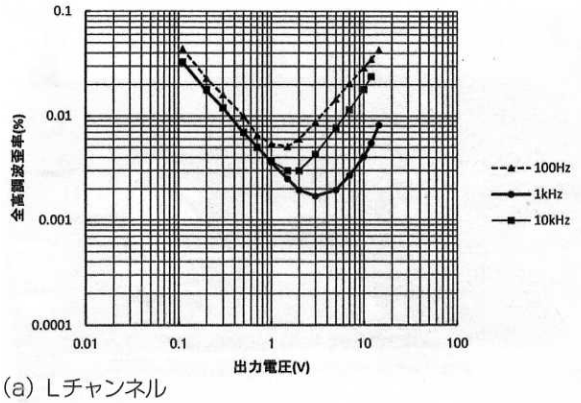
R_{120} は10MΩと非常に大きい値であるので，Q_{115} のゲート電流の影響を避けるために，Q_{115} の V_{DS} はゲート電流が小さくなるように低目の電圧に設定する（本機では4.6V程度）．

C_{106} は，漏れ電流の少ないフィルムコンデンサーを使う必要がある．本機では，日精電機の積層フィルムコンデンサーMMTを用いている．R_{120} を10MΩと高くしているのは，C_{106} に大容量の電解コンデンサーやセラミックコンデンサーが使えないという理由による．

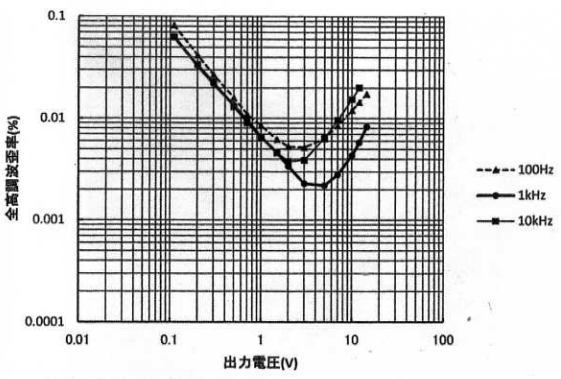
Q_{115} はメタルキャン形のFETであるが，この種のガラス封入されたFETはゲートのインピーダンスが高いと，ときに光の影響をかなり受けるようである．本機では，光を遮るために Q_{115} の脚の根元に黒色絶縁樹脂粉を混入したエポキシ樹脂を塗布している．Q_{115} は**μPA71**を選別して V_{GS} 差の小さいものを用いたが，**2N3954A**などを用いれば選別の必要はない．

本機のDC負帰還回路は，R_{120} と C_{106} によるフィルターの後でDC成分を増幅しているので，増幅に伴うノイズが発生する．C_{107}（0.022μF）は，そのノイズを減少させるために入れてある．

ただし，C_{107} と R_{126}（39kΩ），R_{127}（39kΩ）によって発生する時定数は，前記フィルターの時定数よりもかなり高くしている．時定数が近いと，DC領域での位相回転の影響が懸念されるからである．C_{107} はノイズ除去にかなり有用

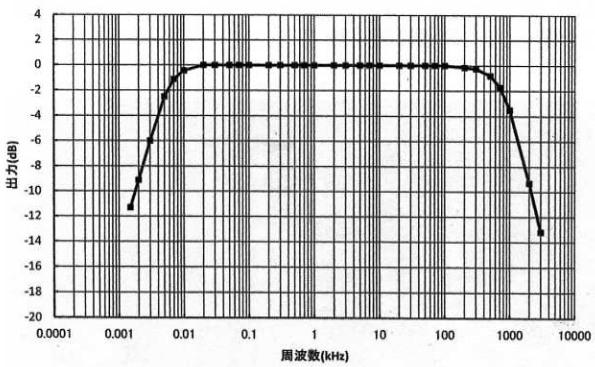


(a) Lチャンネル



(b) Rチャンネル

[図6] 本機の歪率特性



[図7] 本機の周波数特性

写真1～**4**は，上部から見た内部構造，増幅部および反対側の電源部，増幅部基板である．真空管やトランジスターの電極配置は，プリント基板部品配置（**図5(a)**）を参照していただきたい．小信号用メタルキャントランジスターの場合，ベースを頂点としたエミッター，コレクターの三角形配置はほとんど同じ電極位置であると思ってよい．

本機の特性

図6に，本機の歪率特性を示す．1V以下の歪みは，ほとんどが残留ノイズによるものである．1V以上における歪み増加は，アンプの非線形性によるものである．実使用の1V以下では，ほぼ問題ないレベルの歪みである．

前回の出力コンデンサー付きプリアンプの場合と比較すると，DC負帰還を用いた本機では概して1V以下，特に100Hzにおいて歪みが多めである．

これは，歪み測定のメーター指示が安定しないためで，真空管のランダムノイズ，特に増幅されたノイズ低周波成分がDC負帰還回路を通じて初段に戻されることによるものと考えられる．このノイズは低減が難しい．

図7に周波数特性を示す．この特性図は，プリント基板単体での測定結果である．およそ4.5Hz～900kHz（−3dB）の実力を持っている．実機では，アッテネーターの減衰量に関係して高域側再生限界が狭まる．また，低域側再生限界はDC負帰還回路によるものであり，DC負帰還回路のフィルター周波数とDC負帰還回路のゲインに依存する．

DC負帰還回路のフィルター周波数はR_{120}とC_{106}のみでは0.016Hzであるが，その後で増幅されるので，実機では低域側再生限界が4.5Hzまで上昇している．低域側再生限界は出力コンデンサー付きの場合の0.2Hz（負荷47kΩ）と比較すると，やや高い周波数となっている．

図8に本機の出力オフセット電圧測定例を示す．測定は，出力オフセット電圧を0mVに調整した後，まず5時間連続ONし，以降，OFF/ONを1時間ごとに繰り返した．出力オフセット電圧は−0.5mV～+0.1mVで推移している．

その場合，仮に本機に直流増幅可能なパワーアンプを接続することを想定し，そのゲインを20倍（26dB）と見込めば，パワーアンプ出力（スピーカー端子）にて，−10～2mVのオフセット電圧が発生する．

ヒアリング

今回のヒアリングは，あえてLPレコードを中心に行った．1つは，『恋はみずいろ'77/ポール・モーリア・グランドオーケストラ』（フィリップスレコード，BT-8501）である．このレコードは45回転盤で，一般のLPレコードより溝が深くカッティングしてあり，フォノ出力レベルもかなり高い．

A面1曲目の「恋はみずいろ'77」は，ストリングスなどの高域の鋭い切れ込みとレコード特有の荒々しさが聴きどころである．B面2曲目の「可愛いラブ・バード」は，大太鼓の重低音が聴きどころである．このような，あからさまな重低音は，普通のLPレコードではめったに聴